

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-037213

(43)Date of publication of application : 09.02.2001

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

(21)Application number : 11-210753

(71)Applicant : NEC IC MICROCOMPUT SYST LTD

(22)Date of filing : 26.07.1999

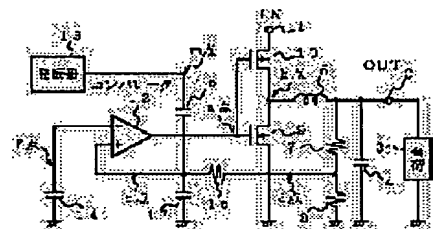
(72)Inventor : YOKOZAWA KOJI

(54) SWITCHING REGULATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a switching regulator of high efficiency and high performance wherein conversion efficiency is high and ripple is little.

SOLUTION: This switching regulator includes switching elements 9, 10 which switch an input voltage by a control signal, smoothing circuits 5, 4 smoothing outputs of the switching elements 9, 10 and outputting them as an output voltage from an output terminal, a comparator 12 comparing a voltage to be compared with a reference voltage and outputting the control signal wherein the output voltage is fed back, and an oscillator 13 supplying specified switching clocks to the switching elements. A ripple circuit applying ripples which are charged and discharged by a time constant CR of a resistor and a capacitor to one input terminal out of input terminals of the comparator is installed. Pulse width of the switching clock is made variable by using the output of the comparator.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

20.06.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3425900

[Date of registration]

09.05.2003

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

*** NOTICES ***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The switching element which switches input voltage with a control signal, and the smoothing circuit which graduates the output of this switching element and is outputted as output voltage from an output terminal, In the switching regulator containing the comparator which compares the compared electrical potential difference and reference voltage which returned said output voltage, and outputs said control signal, and the oscillator which supplies a predetermined switching clock to said switching element The ripple supply circuit which gives the ripple which carries out charge and discharge to one input terminal of the input terminals of said comparator with the time constant CR of resistance and a capacitor is prepared. The switching regulator characterized by carrying out adjustable [of the pulse width of said switching clock] using the output of said comparator.

[Claim 2] Said ripple supply circuit is a switching regulator according to claim 1 which connects the 1st capacity and by which said ripple is given by capacity coupling between the clock signal of arbitration, a reference voltage input, or a compared volt input.

[Claim 3] Said ripple supply circuit is a switching regulator according to claim 2 which consists of a circuit which outputs the output of the oscillator of predetermined frequency, and this oscillator through the 1st capacity.

[Claim 4] Said ripple supply circuit is a switching regulator according to claim 2 which consists of the 1st circuit which takes the AND of the oscillator of predetermined frequency, and the output of this oscillator and the output of said comparator, and a circuit which connects the output of this 1st circuit to the input of said comparator through the 1st capacity.

[Claim 5] The amplitude of the ripple of said ripple supply circuit is a switching regulator according to claim 2 determined by the capacity factor with the 2nd capacity mainly connected between said 1st capacity and reference voltage input or a compared volt input, a power source, or touch-down.

[Claim 6] The amplitude of said ripple to said comparator is a switching regulator according to claim 1, 2, or 5 which is several mV – dozens of mV.

[Claim 7] The switching regulator according to claim 5 or 6 which has a resistance load, a transistor load, a constant current source, or a charge-and-discharge means by two or more of the combination at the common node of said 1st capacity and said 2nd capacity.

[Claim 8] Said charge-and-discharge means is a switching regulator according to claim 7 with the inverse number $(1/f)$ 0.1 to several times the time constant of the frequency f of the clock signal of said arbitration.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] Especially this invention relates to the switching regulator suitable for pocket devices, such as a cellular phone and a notebook computer, about a switching regulator.

[0002]

[Description of the Prior Art] In fields, such as a cellular phone, and a notebook computer, MD, the needs for small and lightweight-izing of the pocket device which used the cell have been increasing. When the number of the cells to carry is reduced and it constitutes a power circuit for this small and lightweight-izing, a pressure-up mold switching regulator is often used. Moreover, the case where think effectiveness as important to the power circuit which was usually using the series regulator, and a pressure-lowering mold switching regulator is used for it is increasing.

[0003] Drawing 6 is the circuit diagram of the switching regulator of the conventional example, and drawing 7 shows the wave form chart of the conventional example of drawing 6 of operation. The method shown in drawing 6 is a method called PWM (Pulse Width Modulation), and does not compare a reference potential with compared potential simply, but compares the output voltage (h point potential) of the triangular wave generator 18 repeated on a certain frequency with a reference potential and the potential (j point potential) which amplified the difference potential of compared potential with the error amplifier 19 with a comparator 12, and carries out ON/OFF of the switching transistor (PchTr10 and NchTr9).

[0004] This circuit is outputted to the output terminal 2 to which it connected with the smoothing capacitor 4 through the coil 5 from the node k of the switching transistors 10 and 9 for an output, and the load 3 was connected. The output signal is divided by resistance 7 and 8, and the signal of the dividing point d is amplified with the error amplifier 19 with the electrical potential difference (node f) of the source 14 of reference voltage, and it is compared with the output voltage of the triangular wave generator 18 by the comparator 12.

[0005] That is, by a comparator's 12 comparing the output voltage (h point potential) of the triangular wave generating circuit 18, and the output voltage (j point potential) of the error amplifier 19, and making adjustable the duty ratio of an output wave of the outputting point g, fine control will be attained and the small voltage output of a ripple will be obtained by the output terminal 2.

[0006] Moreover, there are some which are shown in the circuit diagram of the PWM of the pressure-up mold switching regulator of drawing 8 or the PFM (Pulse Frequency Modulation) method of the pressure-up mold switching regulator of drawing 9 as other conventional examples. It has connected with the output terminal 2 which connects with NchTr9 in Node k through a coil 5 from an input terminal 1, and is connected with a load 3 through diode 6 from this node k in drawing 8, using one NchTr9 as an output switching transistor. And the output voltage of the triangular wave generator 18 and the output voltage of the error amplifier 19 are compared by the comparator 12, and are supplied to the gate of NchTr9.

[0007] In drawing 9, since it is a pressure-up mold switching regulator by the PFM method, the circuit is simplified. Although this circuit is outputted [like drawing 8] through diode 6 from the node k of one NchTr9 and a coil 5 as an output switching transistor, the error amplifier 19 of drawing 8 is deleted, AND circuit 11 is added, and an oscillator 13 is used instead of being the triangular wave generator 18, and it inputs the output of this oscillator 13, and the output of a comparator 12, controls that number of

output pulses, and is controlling output voltage.

[0008]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] however — the PWM of drawing 6 — the triangular wave generator 18 and the error amplifier 19 — needed — and h point potential and g point potential — a comparison — since the protection network when becoming out of range etc. is needed — the ** ripple of output voltage — being few (about 1mV) — since a circuit scale became greatly and complicated and the consumed electric current also became large, there was a fault that the conversion efficiency as a power circuit also worsened. Moreover, there is same problem also in the circuit of drawing 8 .

[0009] Moreover, by the PFM method of drawing 9 , although a circuit is easy and it is comparatively efficient since it is controlled by the pulse number, control of output voltage becomes coarse compared with PWM, and there is a problem that there are many ripples of output voltage.

[0010] The purpose of this invention is to offer few efficient and highly efficient switching regulators of the ripple of output voltage with high and conversion efficiency which have power conversion effectiveness equivalent to a PFM method by the ripple equivalent to PWM.

[0011]

[Means for Solving the Problem] The switching element to which the configuration of this invention switches input voltage with a control signal, The smoothing circuit which graduates the output of this switching element and is outputted as output voltage from an output terminal, In the switching regulator containing the comparator which compares the compared electrical potential difference and reference voltage which returned said output voltage, and outputs said control signal, and the oscillator which supplies a predetermined switching clock to said switching element The ripple supply circuit which gives the ripple which carries out charge and discharge to one input terminal of the input terminals of said comparator with the time constant CR of resistance and a capacitor is prepared. In this invention characterized by carrying out adjustable [of the pulse width of said switching clock] using the output of said comparator a ripple supply circuit The 1st capacity is connected between the clock signal of arbitration, a reference voltage input, or a compared volt input. Said ripple can be given by capacity coupling. This ripple supply circuit Consider as the circuit which outputs the output of the oscillator of predetermined frequency, and this oscillator through the 1st capacity, or Moreover, the oscillator of predetermined frequency, The output of the 1st circuit which takes the AND of the output of this oscillator and the output of said comparator, and this 1st circuit can be made into the circuit connected to the input of said comparator through the 1st capacity.

[0012] Moreover, the amplitude of the ripple of a ripple supply circuit is determined by the capacity factor with the 2nd capacity mainly connected between said 1st capacity and reference voltage input or a compared volt input, a power source, or touch-down. Moreover, the amplitude of said ripple to said comparator is several mV – dozens of mV, it can also have a resistance load, a transistor load, a constant current source, or a charge-and-discharge means by two or more of those combination, and this charge-and-discharge means can have the inverse number. $(1/f)$ 0.1 to several times the time constant of the frequency f of the clock signal of said arbitration further at the common node of said 1st capacity and said 2nd capacity.

[0013] Since according to the configuration of this invention actuation equivalent to PWM in false is obtained by easy circuitry, the ripple of output voltage uses neither a triangular wave generating circuit like the conventional example, nor error amplifier small and it is mostly realizable by the circuitry of a comparable size with a PFM method, there is the description of being efficient, also in the time of a light load.

[0014]

[Embodiment of the Invention] The wave form chart drawing 1 explains the circuit diagram of the 1st operation gestalt of this invention, and drawing 2 explains actuation of drawing 1 to be is shown. With this operation gestalt, by the circuitry near a PFM method, the triangular wave generator 18 or the error amplifier 19 of the conventional example are not needed, but pulse width is changed like the PWM of

drawing 6 by the usual oscillator 13 and the ripple supply circuit by capacitors 16 and 17, and conversion efficiency is considering as the circuit where the small voltage output of a ripple is highly obtained by the output terminal.

[0015] The comparator 12 which the switching regulator of this drawing 1 impresses the reference voltage of the source 14 of reference voltage to one input terminal from Node f, and inputs a compared electrical potential difference into the input terminal of another side from Node p, The circuit which gives the ripple which carries out charge and discharge to one of the inputs of this comparator 12 by CR, ON/OFF of the switching element (PchTr10 and NchTr9) is carried out using the output of a comparator 12, and it is outputting to the output terminal 2 connected with a load 3 through the coil 5 and smoothing capacitor 4 which were connected to these switching elements 9 and 10.

[0016] The power source to which an input terminal 1 is given from the exteriors, such as a cell, is connected, column connection of the P channel mold field-effect transistor 10 and the N channel mold field-effect transistor 9 is made as a switching element between an input terminal 1 and Touch-down GND, and one terminal of the coil 5 for storages of energy is connected to the drain (k points) of this P channel mold field-effect transistor 10 and the N channel mold field-effect transistor 9. The other-end child, the smoothing capacitor 4, and output terminal 2 of this coil 5 are connected, and column connection of the division resistance 7 and 8 for compared electrical-potential-difference creation is made with a load 3 between an output terminal 2 and GND. It connects with Node p through resistance 15 from 7 of division resistance, and the common node (d points) of 8.

[0017] It connects with one terminal of capacitors 16 and 17, and the node p of this resistance 15 is connected to one input terminal of a comparator 12. Moreover, the other-end child of a capacitor 17 is connected to GND, and the other-end child of a capacitor 16 is connected to the output (m points) of an oscillator 13. Moreover, the input terminal of another side of a comparator 12 is connected to the source 14 of reference voltage, and the gate of the output (a points) of a comparator 12, the P channel mold field-effect transistor 10, and the N channel mold field-effect transistor 9 is connected.

[0018] Usually, although there are a pressure-up mold and a pressure-lowering mold in a switching regulator, drawing 1 shows the example of a pressure-lowering mold. Actuation of the switching regulator of drawing 1 compares the reference potential of f points and the compared potential (d point potential) of p points which are the input of a comparator 12. ON/OFF of the switching transistor (PchTr10, NchTr9) is carried out using the output of a comparator 12. Intermittence control of the input voltage applied to an inductance component (coil 5 for storages of energy) is carried out, and the energy accumulated in the coil 5 is supplied to an output terminal 2 as direct-current output voltage stabilized by the capacitor 4 for smooth.

[0019] Next, circuit actuation of drawing 1 is explained together with the wave of drawing 2 of operation. The switching regulator of drawing 1 is a pressure-lowering mold, and the output voltage (= referred to as V1) expected from an output terminal 2 turns into an electrical potential difference lower than the supply voltage inputted into an input terminal 1. Therefore, in the case of the electrical potential difference lower than the output voltage V1 it is expected that output voltage VOUT is, the potential of a points serves as low level, and the output voltage V1 with which the Pch transistor 10 serves as ON, and raises the electrical potential difference VOUT of an output terminal 2 through a coil 5, and it is expected that it is approached. On the contrary, the output voltage V1 which in the case of an electrical potential difference higher than the output voltage V1 it is expected that output voltage VOUT is the potential of a points serves as high level, the Nch transistor 9 turns on, and the electrical potential difference VOUT of an output terminal 2 is dropped through a coil 5, and is expected is approached, and the output voltage VOUT of an output terminal 2 approaches the output voltage V1 expected.

[0020] Next, output voltage VOUT of an output terminal 2 The actuation when being set to V1 is explained. m points of the output of the oscillator 13 of drawing 1 are clocks currently outputted on the oscillation frequency (for example, 100kHz) of arbitration. Next, the capacity factor of a capacitor 16 and

a capacitor 17 large enough is taken (for example, a capacitor 16 0.2pF). a capacitor 17 is set to 10pF – the changing point of the clock of m points of a parenthesis — setting — fluctuation of p points — number –, while choosing a capacity factor which is set to dozens of mV It is set as a value from which the time constant of resistance 15, 7, and 8 and capacitors 16 and 17 will be 0.1 to about several times the inverse number (1/f) of the oscillation frequency f of an oscillator 13.

[0021] By choosing a frequency, a capacitor, and resistance as mentioned above, a wave like the p point potential with about (for example, 40mV) dozens of mV the amplitude and a charge-and-discharge curve shown in drawing 2 is acquired. A comparator 12 fully reacts and let the amplitude in this case be the amplitude from which the standup (falling) of output voltage does not shift.

[0022] At this time, the output voltage VOUT of an output terminal 2 is close to the output voltage V1 expected, namely, since the f point potential and p point potential of reference voltage are operating near the said potential mostly, p point potential and the f point potential of reference voltage with a charge-and-discharge curve cross it, and the output of a comparator 12 reverses it. It turns out that the same effectiveness as a duty ratio being modulated since p point potential has a charge-and-discharge curve and the a point output of a comparator 12 crosses f point potential, and modulating a DEYUDI ratio by the triangular wave of the conventional example of drawing 6 is acquired so that drawing 2 may also show.

[0023] As mentioned above, it is the output voltage VOUT of an output terminal 2. The actuation when being set to V1 The fluctuation of p points at the time of clock change with the clock currently outputted on the oscillation frequency of the arbitration of the oscillator 13 shown in that of drawing 1 , the capacitor 16 set as arbitration, a capacitor 17, and the value of resistance 15, 7, and 8 by the number – 10mV of numbers And a wave which draws a charge-and-discharge curve from there is acquired, and p point potential and the f point potential of reference voltage with a charge-and-discharge curve cross. The output of a comparator 12 reverses this point and ON/OFF of the switching transistor (PchTr10 and NchTr9) is carried out. Intermittence control of the input voltage applied to an inductance component (coil 5 for storages of energy) is carried out, and the energy accumulated in the coil 5 is supplied to an output terminal 2 as direct-current output voltage stabilized by the capacitor 4 for smooth.

[0024] At this time, the same effectiveness as a duty ratio being modulated, since p point potential has a charge-and-discharge curve and the a point output wave of a comparator 12 crosses f point potential, and modulating a duty ratio by the triangular wave of the conventional example is acquired so that drawing 2 may also show.

[0025] Moreover, output voltage VOUT of an output terminal 2 It is V1, and the output voltage of a low ripple voltage equivalent to PWM of about 1mV is obtained by a circuit scale and the consumed electric current almost equivalent to a PFM method, without almost affecting fundamental actuation by having set up fluctuation of the potential of p points small enough by the capacity factor of a capacitor 16 and a capacitor 17.

[0026] In addition, although a voltage output is obtained by the output terminal even if it connects d point potential to one input terminal of the direct comparator 12: as compared potential and carries out ON/OFF of the switching element with a comparator output, without using resistance 15 and capacitors 16 and 17 here, intermittence control of ON/OFF will become coarse, and it will become a big ripple, and will be outputted, and practical output voltage is not obtained. In order to compensate such a fault, the switching regulator as shown in drawing was used conventionally.

[0027] Drawing 3 is the circuit diagram of the 2nd operation gestalt of this invention. Although this circuit carries out actuation almost equivalent to the operation gestalt of drawing 1 , a difference gives what had given the ripple intentionally given to one side of the input terminal of a comparator 12 to the compared volt input side by drawing 1 to a reference voltage input side here. That is, the output of the outputting point m of an oscillator 13 is measured with the signal which was divided by the capacity factor of capacitors 16 and 17, was connected to the input edge e of the comparator 12 which meets

together and inputs resistance 15, and divided the output from the outputting point f of the source 14 of reference voltage by the resistance 7 and 6 of an output signal.

[0028] Although drawing 1 and drawing 3 are the switching regulators of a pressure-lowering mold, drawing 4 is the circuit diagram showing the switching regulator of the pressure-up mold of the 3rd operation gestalt of this invention, and drawing 5 shows the wave form chart of drawing 4 of operation. As a circuit, the return signal from the outputting point a of AND circuit 11 was pressured partially by capacitors 16 and 17 to the circuit of drawing 9, and it has inputted into the input edge e of a comparator 12. This circuit gives the ripple which carries out charge and discharge to one input terminal of the comparators 12 by CR intentionally like the pressure-lowering mold switching regulator of drawing 3, and makes pulse width of a switching clock adjustable using the output of that comparator 12.

[0029]

[Effect of the Invention] According to this invention, as mentioned above the output wave of a comparator Since the potential of the feedback point crosses a reference potential with a charge-and-discharge curve, a duty ratio is modulated. The same effectiveness as modulating a duty ratio by the triangular wave of the conventional example is acquired, and it is the output voltage VOUT of an output terminal. By being the output V1 expected and having set up fluctuation of the potential of a feedback point small enough by the capacity factor of a capacitor It is effective in the output voltage of a low ripple voltage equivalent to PWM being obtained by a circuit scale and the consumed electric current almost equivalent to a PFM method, without almost affecting fundamental actuation. Namely, since it is mostly realizable by the circuitry of a comparable size with the PFM method which actuation equivalent to PWM in false is obtained by easy circuitry, and it is effective in the ripple of output voltage being small, and uses neither a triangular wave generating circuit nor error amplifier, it is effective in being efficient also in the time of a light load.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuit diagram of the 1st operation gestalt of this invention.

[Drawing 2] It is an explaining-actuation of drawing 1 actuation wave form chart.

[Drawing 3] It is the circuit diagram of the 2nd operation gestalt of this invention.

[Drawing 4] It is the circuit diagram of the 3rd operation gestalt of this invention.

[Drawing 5] It is an explaining-actuation of drawing 4 actuation wave form chart.

[Drawing 6] It is the circuit diagram of the 1st switching regulator of the conventional example.

[Drawing 7] It is an explaining-actuation of drawing 6 actuation wave form chart.

[Drawing 8] It is the circuit diagram of the 2nd switching regulator of the conventional example.

[Drawing 9] It is the circuit diagram of the 3rd switching regulator of the conventional example.

[Description of Notations]

1 Input Terminal

2 Output Terminal
3 Load
4 Smoothing Capacitor
5 Coil
6 Diode
7, 8, 15 Resistance
9 Nch Transistor
10 Pch Transistor
11 AND Circuit
12 Comparator
13 Oscillator
14 Source of Reference Voltage
16 17 Capacitor
18 Triangular Wave Generating Circuit
19 Error Amplifier

[Translation done.]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-37213

(P2001-37213A)

(43)公開日 平成13年2月9日(2001.2.9)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 2 M 3/155

識別記号

F I

H 0 2 M 3/155

ターム(参考)

H 5 H 7 3 0

F

審査請求 有 請求項の数 8 OL (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平11-210753

(22)出願日 平成11年7月26日(1999.7.26)

(71)出願人 000232036

日本電気アイシーマイコンシステム株式
社

神奈川県川崎市中原区小杉町1丁目403番
53

(72)発明者 横澤 晃二

神奈川県川崎市中原区小杉町一丁目403番
53 日本電気アイシーマイコンシステム株
式会社内

(74)代理人 100082935

弁理士 京本 直樹 (外2名)

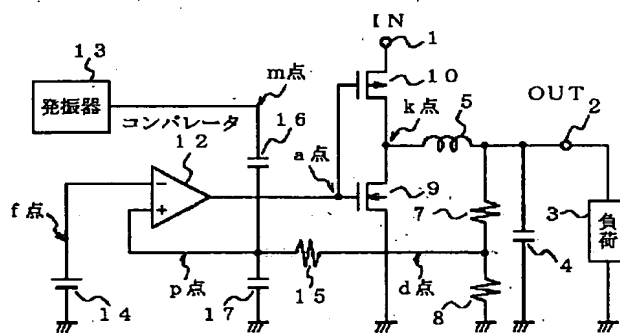
Fターム(参考) 5H730 AA15 BB13 BB57 DD04 EE14
FD01 FG05

(54)【発明の名称】 スイッチングレギュレータ

(57)【要約】

【課題】変換効率が高く且つリップルの少ない高効率・高性能なスイッチングレギュレータを提供する。

【解決手段】入力電圧を制御信号によりスイッチングするスイッチング素子9、10と、このスイッチング素子9、10の出力を平滑化して出力端子から出力電圧として出力する平滑回路5、4と、前記出力電圧を帰還させた被比較電圧と基準電圧とを比較して前記制御信号を出力するコンパレータ12と、前記スイッチング素子に所定スイッチングクロックを供給する発振器12を含み、前記コンパレータの入力端子のうちの一方の入力端子に抵抗・コンデンサの時定数CRで充放電するリップルを与えるリップル回路を設け、前記コンパレータの出力を用いて前記スイッチングクロックのパルス幅を変換するようにした。



(2)

【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力電圧を制御信号によりスイッチングするスイッチング素子と、このスイッチング素子の出力を平滑化して出力端子から出力電圧として出力する平滑回路と、前記出力電圧を帰還させた被比較電圧と基準電圧とを比較して前記制御信号を出力するコンパレータと、前記スイッチング素子に所定スイッチングクロックを供給する発振器とを含むスイッチングレギュレータにおいて、前記コンパレータの入力端子のうちの一方の入力端子に抵抗・コンデンサの時定数CRで充放電するリップルを与えるリップル供給回路を設け、前記コンパレータの出力を用いて前記スイッチングクロックのパルス幅を可変するようにしたことを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【請求項2】 前記リップル供給回路は、任意のクロック信号と基準電圧入力または被比較電圧入力との間に第1の容量を接続して、容量カップリングにより前記リップルが与えられる請求項1記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項3】 前記リップル供給回路は、所定周波数の発振器と、この発振器の出力を第1の容量を介して出力する回路とからなる請求項2記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項4】 前記リップル供給回路は、所定周波数の発振器と、この発振器の出力と前記コンパレータの出力との論理積をとる第1の回路と、この第1の回路の出力を第1の容量を介して前記コンパレータの入力に接続する回路とからなる請求項2記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項5】 前記リップル供給回路のリップルの振幅は、主に前記第1の容量と基準電圧入力または被比較電圧入力と電源または接地間に接続される第2の容量との容量比で決定される請求項2記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項6】 前記コンパレータへの前記リップルの振幅は、数mV～数十mVである請求項1、2または5記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項7】 前記第1の容量と前記第2の容量の共通接続点には、抵抗負荷又はトランジスタ負荷又は定電流源又はその複数の組み合わせによる充放電手段を有する請求項5または6記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項8】 前記充放電手段は、前記任意のクロック信号の周波数fの逆数(1/f)の0.1～数倍の時定数をもつ請求項7記載のスイッチングレギュレータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、スイッチングレギュレータに関し、特に、携帯電話やノートパソコンなどの携帯機器に適したスイッチングレギュレータに関する。

【0002】

【従来の技術】携帯電話やノートパソコン、MDなどの分野では、電池を使用した携帯機器の小型・軽量化へのニーズが高まってきている。この小型・軽量化のために、搭載する電池の数を減らして電源回路を構成する場合、昇圧型スイッチングレギュレータがよく使用される。また、通常シリーズレギュレータを使用していた電源回路に効率を重視して降圧型スイッチングレギュレータを使用するケースが多くなってきている。

【0003】図6は従来例のスイッチングレギュレータの回路図であり、図7は図6の従来例の動作波形図を示している。図6に示す方式はPWM(Pulse Width Modulation)と呼ばれる方式で、基準電位と被比較電位とを単純に比較するのではなく、ある周波数で繰り返される三角波発生器18の出力電圧(h点電位)と、基準電位と被比較電位の差電位を誤差増幅器19で増幅した電位(j点電位)とをコンパレータ12で比較してスイッチングトランジスタ(PchTr10およびNchTr9)をON/OFFさせている。

【0004】この回路は、出力用スイッチングトランジスタ10、9の接続点kからコイル5を介して平滑コンデンサ4に接続され、負荷3の接続された出力端子2に出力される。その出力信号は、抵抗7、8により分割されて分割点dの信号が基準電圧源14の電圧(接続点f)と共に、誤差増幅器19で増幅され、コンパレータ12で三角波発生器18の出力電圧と比較される。

【0005】すなわち、三角波発生回路18の出力電圧(h点電位)と誤差増幅器19の出力電圧(j点電位)とをコンパレータ12で比較して出力点gの出力波形のデューティ比を可変とする事により、細かい制御が可能となり出力端子2にリップルの小さな電圧出力が得られる事になる。

【0006】また、この他の従来例として、図8の昇圧型スイッチングレギュレータのPWM方式や図9の昇圧型スイッチングレギュレータのPFM(Pulse Frequency Modulation)方式の回路図に示すものもある。図8では、出力スイッチングトランジスタとして1個のNchTr9を用い、入力端子1からコイル5を介してNchTr9と接続点kで接続し、この接続点kからダイオード6を介して、負荷3と接続される出力端子2に接続している。そして三角波発生器18の出力電圧と誤差増幅器19の出力電圧とがコンパレータ12で比較されてNchTr9のゲートに供給される。

【0007】図9ではPFM方式による昇圧型スイッチングレギュレータであるため、回路が簡単化されている。この回路は、図8と同様に出力スイッチングトランジスタとして1個のNchTr9とコイル5との接続点kからダイオード6を介して出力されるが、図8の誤差

(3)

3

増幅器 19 を削除し、AND 回路 11 が追加され、また三角波発生器 18 の代りに発振器 13 が用いられ、この発振器 13 の出力とコンパレータ 12 の出力とを入力し、その出力パルス数を制御して出力電圧を制御している。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかし、図 6 の PWM 方式では、三角波発生器 18 や誤差増幅器 19 が必要となり、かつ h 点電位と g 点電位が比較範囲外となったときの保護回路などが必要となるため、出力電圧のリップルの少ない (約 1 mV) が、回路規模が大きくなり複雑になり、また、消費電流も大きくなるため電源回路としての変換効率も悪くなるという欠点があった。また、図 8 の回路でも同様の問題がある。

【0009】また、図 9 の PFM 方式では、パルス数で制御されるため、回路が簡単で比較的効率も良いが、出力電圧の制御が PWM 方式に比べて粗くなり、出力電圧のリップルが多いという問題がある。

【0010】本発明の目的は、PWM 方式と同等のリップルで PFM 方式と同等の電力変換効率を有する、変換効率がよく且つ出力電圧のリップルの少ない高効率・高性能なスイッチングレギュレータを提供する事にある。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明の構成は、入力電圧を制御信号によりスイッチングするスイッチング素子と、このスイッチング素子の出力を平滑化して出力端子から出力電圧として出力する平滑回路と、前記出力電圧を帰還させた被比較電圧と基準電圧とを比較して前記制御信号を出力するコンパレータと、前記スイッチング素子に所定スイッチングクロックを供給する発振器とを含むスイッチングレギュレータにおいて、前記コンパレータの入力端子のうちの一方の入力端子に抵抗・コンデンサの時定数 CR で充放電するリップルを与えるリップル供給回路を設け、前記コンパレータの出力を用いて前記スイッチングクロックのパルス幅を変換するようにしたことを特徴とする本発明において、リップル供給回路は、任意のクロック信号と基準電圧入力または被比較電圧入力との間に第 1 の容量を接続して、容量カップリングにより前記リップルが与えられることができ、このリップル供給回路は、所定周波数の発振器と、この発振器の出力を第 1 の容量を介して出力する回路としたり、また所定周波数の発振器と、この発振器の出力と前記コンパレータの出力との論理積をとる第 1 の回路と、この第 1 の回路の出力を第 1 の容量を介して前記コンパレータの入力に接続する回路とすることが出来る。

【0012】またリップル供給回路のリップルの振幅は、主に前記第 1 の容量と基準電圧入力または被比較電圧入力と電源または接地間に接続される第 2 の容量との容量比で決定される。また、前記コンパレータへの前記リップルの振幅は、数 mV 〜 数十 mV であり、前記第 1

4

の容量と前記第 2 の容量の共通接続点には、抵抗・負荷又はトランジスタ負荷又は定電流源又はその複数の組み合わせによる充放電手段を有することもでき、さらにこの充放電手段は、前記任意のクロック信号の周波数 f の逆数 ($1/f$) の 0.1 〜 数倍の時定数をもつことができる。

【0013】本発明の構成によれば、容易な回路構成で擬似的に PWM 方式と同等な動作が得られ、出力電圧のリップルが小さくてき、また、従来例のような三角波発生回路や誤差増幅器などを使用しないので、PFM 方式とほぼ同規模の回路構成で実現できるため、軽負荷時でも高効率という特徴もある。

【0014】

【発明の実施の形態】図 1 は本発明の第 1 の実施形態の回路図、図 2 は図 1 の動作を説明する波形図を示す。本実施形態では、PFM 方式に近い回路構成で、従来例の三角波発生器 18 や誤差増幅器 19 を必要とせず、通常

の発振器 13 と、コンデンサ 16, 17 によるリップル供給回路により、図 6 の PWM 方式と同じようにパルス幅を変えて、変換効率が高くかつ出力端子にリップルの小さな電圧出力が得られる回路としている。

【0015】この図 1 のスイッチングレギュレータは、一方の入力端子に基準電圧源 14 の基準電圧を接続点 f から印加し他方の入力端子に被比較電圧を接続点 p から入力するコンパレータ 12 と、このコンパレータ 12 の入力のどちらか一方に CR で充放電するリップルを与える回路と、コンパレータ 12 の出力を用いてスイッチング素子 (PchTr10 および NchTr9) を ON/OFF し、このスイッチング素子 9, 10 に接続されたコイル 5 と平滑コンデンサ 4 を介して、負荷 3 と接続される出力端子 2 に出力している。

【0016】入力端子 1 は電池など外部より与えられる電源が接続され、入力端子 1 と接地 GND 間にスイッチング素子として P チャネル型電界効果トランジスタ 10 及び N チャネル型電界効果トランジスタ 9 が縦列接続され、この P チャネル型電界効果トランジスタ 10 及び N チャネル型電界効果トランジスタ 9 のドレイン (k 点) にエネルギー蓄積用のコイル 5 の一方の端子が接続される。このコイル 5 の他方の端子と平滑コンデンサ 4 と出力端子 2 とが接続され、出力端子 2 と GND 間には負荷 3 と被比較電圧作成用分割抵抗 7, 8 が縦列接続される。分割抵抗の 7, 8 の共通接続点 (d 点) から抵抗 15 を介して接続点 p と接続される。

【0017】この抵抗 15 の接続点 p は、コンデンサ 16, 17 の一方の端子と接続され、コンパレータ 12 の一方の入力端子に接続される。またコンデンサ 17 の他方の端子は GND に接続され、コンデンサ 16 の他方の端子は発振器 13 の出力 (m 点) に接続される。またコンパレータ 12 の他方の入力端子は基準電圧源 14 に接続され、コンパレータ 12 の出力 (a 点) と P チャネル

(4)

5

型電界効果トランジスタ10及びNチャネル型電界効果トランジスタ9のゲートとが接続される。

【0018】通常スイッチングレギュレータには、昇圧型と降圧型があるが、図1は降圧型の例を示す。図1のスイッチングレギュレータの動作は、コンパレータ12の入力であるf点の基準電位とp点の被比較電位(d点電位)とを比較し、コンパレータ12の出力を用いてスイッチングトランジスタ(PchTr10、NchTr9)をON/OFFさせ、インダクタンス素子(エネルギー蓄積用のコイル5)に加えられる入力電圧を断続制御し、コイル5に蓄積されたエネルギーを平滑用コンデンサ4で安定した直流出力電圧として出力端子2に供給する。

【0019】次に、図1の回路動作を、図2の動作波形と合わせて説明する。図1のスイッチングレギュレータは降圧型であり、出力端子2に期待される出力電圧(=V1とする)は入力端子1に輸入される電源電圧より低い電圧となる。従って、出力電圧VOUTが期待される出力電圧V1よりも低い電圧の場合は、a点の電位がlowレベルとなり、Pchトランジスタ10がONとなり、コイル5を介して出力端子2の電圧VOUTを上昇させ期待される出力電圧V1に近づいていく。逆に、出力電圧VOUTが期待される出力電圧V1よりも高い電圧の場合は、a点の電位がhighレベルとなりNchトランジスタ9がONしてコイル5を介して出力端子2の電圧VOUTを下降させ期待される出力電圧V1に近づいていき、出力端子2の出力電圧VOUTは期待される出力電圧V1に近づいていく。

【0020】次に、出力端子2の出力電圧VOUT V1となったときの動作を説明する。図1の発振器13の出力のm点は任意の発振周波数(例えば100kHz)で出力されているクロックである。次に、コンデンサ16とコンデンサ17の容量比を十分に大きく取り(例えばコンデンサ16を0.2pF、コンデンサ17を10pFとする)、かつこのm点のクロックの変化点においてp点の変動が数〜数十mVとなるような容量比を選択するとともに、抵抗15、7、8とコンデンサ16、17との時定数が発振器13の発振周波数fの逆数(1/f)の0.1〜数倍程度となるような値に設定する。

【0021】前述のように周波数・コンデンサおよび抵抗値を選択することによって、数十mV程度(例えば40mV)の振幅と充放電カーブをもった、図2に示すp点電位のような波形が得られる。この場合の振幅は、コンパレータ12が十分に反応し、出力電圧の立ち上がり(立ち下がり)がずれないような振幅とする。

【0022】このとき出力端子2の出力電圧VOUTは期待される出力電圧V1に近い、すなわち、基準電圧のf点電位とp点電位がほぼ同電位付近で動作しているために、充放電カーブをもったp点電位と基準電圧のf点電位とがクロスしてコンパレータ12の出力が反転す

6

る。図2からも分かるように、コンパレータ12のa点出力は、p点電位が充放電カーブをもってf点電位とクロスするためにデューティ比が変調され、図6の従来例の三角波でデューティ比を変調するのと同じ効果が得られることがわかる。

【0023】前述したように、出力端子2の出力電圧VOUT V1となったときの動作は、図1の示す発振器13の任意の発振周波数で出力されているクロックと、任意に設定したコンデンサ16とコンデンサ17および抵抗15、7、8の値によって、クロック変化時のp点の変動が数〜数十mVで、かつそこから充放電カーブを描くような波形が得られ、充放電カーブをもったp点電位と基準電圧のf点電位とがクロスし、この点をコンパレータ12の出力が反転しスイッチングトランジスタ(PchTr10およびNchTr9)をON/OFFさせ、インダクタンス素子(エネルギー蓄積用のコイル5)に加えられる入力電圧を断続制御し、コイル5に蓄積されたエネルギーを平滑用コンデンサ4で安定した直流出力電圧として出力端子2に供給する。

【0024】このとき、図2からもわかるように、コンパレータ12のa点出力波形は、p点電位が充放電カーブをもってf点電位とクロスするためにデューティ比が変調され、従来例の三角波でデューティ比を変調するのと同じ効果が得られる。

【0025】また、出力端子2の出力電圧VOUT V1であり且つコンデンサ16とコンデンサ17の容量比によってp点の電位の変動も十分に小さく設定してある事により、ほとんど基本的動作には影響を与える事無く、PFM方式とほぼ同等の回路規模および消費電流で、PWM方式と同等の1mV程度の低リップル電圧の出力電圧が得られる。

【0026】なお、ここで抵抗15とコンデンサ16、17を用いずに、被比較電位としてd点電位を直接コンパレータ12の一方の入力端子に接続し、コンパレータ出力でスイッチング素子をON/OFFしても出力端子に電圧出力は得られるが、ON/OFFの断続制御が粗くなり大きなリップルとなって出力されてしまい実用的な出力電圧は得られない。このような欠点を補うため、従来は図に示すようなスイッチングレギュレータを用いていた。

【0027】図3は本発明の第2の実施形態の回路図である。この回路は、図1の実施形態とほぼ同等の動作をするが、違いはコンパレータ12の入力端子の一方に意図的に与えるリップルを、図1では被比較電圧入力側にあたえていたものを、ここでは基準電圧入力側に与えるようにしたものである。すなわち、発振器13の出力点mの出力が、コンデンサ16、17の容量比で分割されて、基準電圧源14の出力点fからの出力を抵抗15を介して入力するコンパレータ12の入力端eに接続され、出力信号の抵抗7、6で分割した信号と比較され

(5)

7

る。

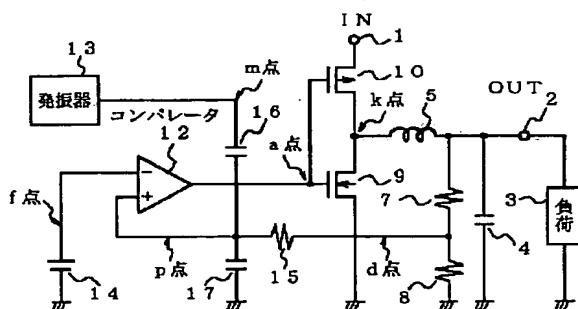
【0028】図1、図3は降圧型のスイッチングレギュレータであるが、図4は本発明の第3の実施形態の昇圧型のスイッチングレギュレータを示す回路図であり、図5は図4の動作波形図を示す。回路としては、図9の回路に対してAND回路11の出力点aからの帰還信号をコンデンサ16、17で分圧してコンパレータ12の入力端eに入力している。この回路は、図3の降圧型スイッチングレギュレータと同様に、コンパレータ12のいずれか一方の入力端子に意図的にCRで充放電するリップルを与え、そのコンパレータ12の出力を用いてスイッチングクロックのパルス幅を変化させている。

【0029】

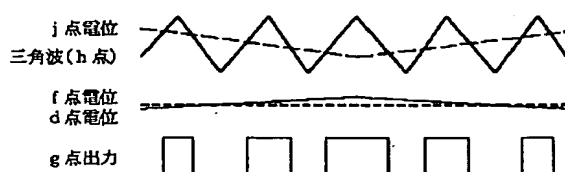
【発明の効果】以上のように本発明によれば、コンパレータの出力波形は、その帰還点の電位が充放電カーブをもって基準電位とクロスするためにデューティ比が変調され、従来例の三角波でデューティ比を変調するのと同じ効果が得られ、また出力端子の出力電圧 V_{OUT} が期待される出力 V_1 であり且つコンデンサの容量比によって帰還点の電位の変動も十分に小さく設定してある事により、ほとんど基本的動作には影響を与える事無く、PFM方式とほぼ同等の回路規模および消費電流で、PWM方式と同等の低リップル電圧の出力電圧が得られるという効果がある。すなわち、簡単な回路構成で擬似的にPWM方式と同等な動作が得られ、出力電圧のリップルが小さいという効果があり、また、三角波発生回路や誤差増幅器などを使用しないPFM方式とほぼ同規模の回路構成で実現できるため、軽負荷時でも高効率であるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】



【図7】



8

【図1】本発明の第1の実施形態の回路図である。

【図2】図1の動作を説明する動作波形図である。

【図3】本発明の第2の実施形態の回路図である。

【図4】本発明の第3の実施形態の回路図である。

【図5】図4の動作を説明する動作波形図である。

【図6】従来例の第1のスイッチングレギュレータの回路図である。

【図7】図6の動作を説明する動作波形図である。

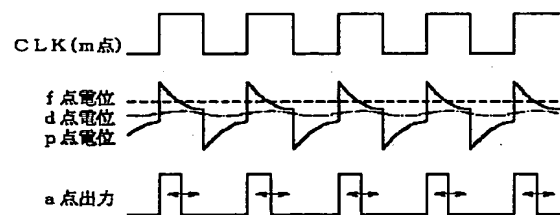
【図8】従来例の第2のスイッチングレギュレータの回路図である。

【図9】従来例の第3のスイッチングレギュレータの回路図である。

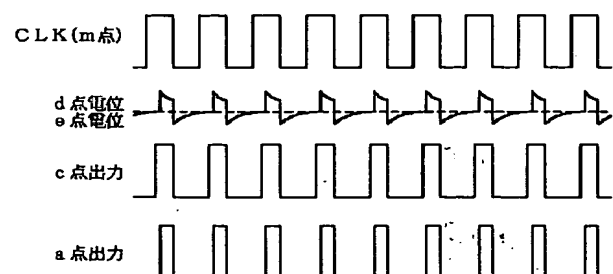
【符号の説明】

- 1 入力端子
- 2 出力端子
- 3 負荷
- 4 平滑コンデンサ
- 5 コイル
- 6 ダイオード
- 7、8、15 抵抗
- 9 Nchトランジスタ
- 10 Pchトランジスタ
- 11 AND回路
- 12 コンパレータ
- 13 発振器
- 14 基準電圧源
- 16、17 コンデンサ
- 18 三角波発生回路
- 19 誤差増幅器

【図2】

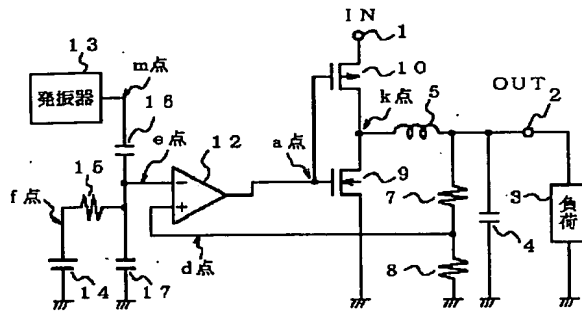


【図5】

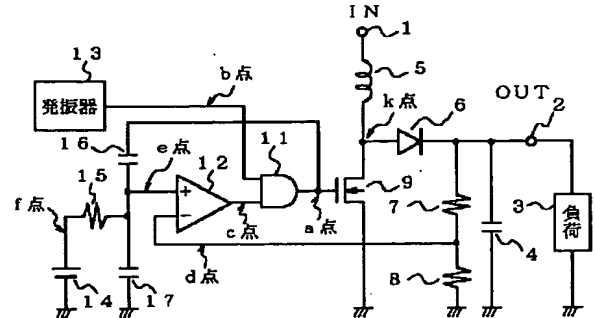


(6)

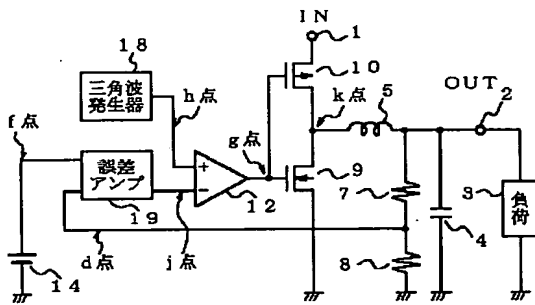
【図3】



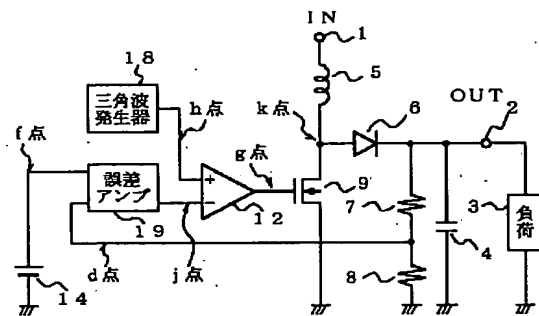
【図4】



【図6】



【図8】



【図9】

